

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-116465

(43)Date of publication of application : 02.05.1997

(51)Int.Cl.

H04B 1/707  
H04L 7/00

(21)Application number : 07-291631

(71)Applicant : KOKUSAI ELECTRIC CO LTD

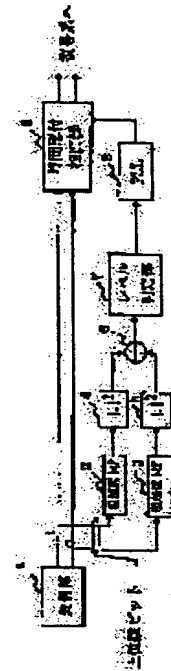
(22)Date of filing : 16.10.1995

(72)Inventor : MIYATANI TETSUHIKO  
URABE KENZO

## (54) CORRELATOR FOR SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the correlator for spread spectrum communication which extends neither the initial pull-in time and nor the circuit scale.  
SOLUTION: An in-phase component signal I and an orthogonal component signal Q from a reception part 1 are given to low-precision matching filters 2 and 3 respectively, and outputs of these filters 2 and 3 are given to square circuits 4 and 5 respectively and are squared and outputted. Outputs of square circuits 4 and 5 are added by an adder 6 to obtain the envelope output of the input signal, and a level discrimination part 7 obtains and outputs the phase difference between the time position of a maximum value in one symbol time and a local spreading code from the envelope output. A phase locked loop 8 sends a sample rate clock synchronously with the input spreading code, and a correlator 9 with a time window takes correlations between the in-phase component signal I or the like of the chip in a prescribed time window and the local spreading code.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

20.09.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-116465

(43)公開日 平成9年(1997)5月2日

(51)Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B	1/707		H 0 4 J 13/00	D
H 0 4 L	7/00		H 0 4 L 7/00	C

審査請求 未請求 請求項の数 2 F D (全 7 頁)

(21)出願番号 特願平7-291631

(22)出願日 平成7年(1995)10月16日

(71)出願人 000001122

国際電気株式会社

東京都中野区東中野三丁目14番20号

(72)発明者 宮谷 徹彦

東京都中野区東中野三丁目14番20号 国際  
電気株式会社内

(72)発明者 占部 健三

東京都中野区東中野三丁目14番20号 国際  
電気株式会社内

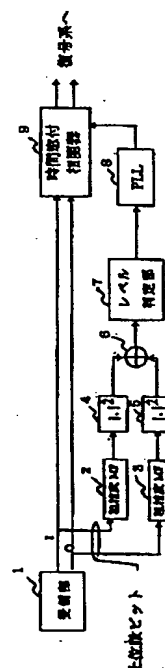
(74)代理人 弁理士 飯田 凡雄

(54)【発明の名称】 スペクトル拡散通信用相関器

## (57)【要約】

【課題】 初期同期引込み時間等が長くなく、かつ回路規模が大きくなりえないスペクトル拡散通信用相関器を提供する。

【解決手段】 受信部1からの同相成分信号Iおよび直交成分信号Qをそれぞれ粗精度整合フィルタ2および3に与え、この粗精度整合フィルタ2および3の出力をそれぞれ2乗回路4および5に与えて2乗して出力する。そして2乗回路4および5の出力を加算器6で加算して入力信号の包絡線出力を得て、レベル判定部7では当該包絡線出力から1シンボル時間中の最大値の時間位置とローカル拡散符号との位相差を得て出力する。フェーズロックドループ8はサンプルレートクロックを入力拡散符号に同期して送出し、時間窓付相関器9は、これにより所定の時間窓内チップの同相成分信号I等とローカル拡散符号との相関を取る。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 実数乗算器と積分器とからなり、受信部から送出されてくる直交検波信号の同相成分の上位数ビットを入力し、この入力した上位数ビットと自局で使用するローカル拡散符号との間の相関を取る第 1 の粗精度

整合フィルタと、  
実数乗算器と積分器とからなり、受信部から送出されてくる直交検波信号の直交成分の上位数ビットを入力し、この入力した上位数ビットと自局で使用するローカル拡散符号との間の相関を取る第 2 の粗精度整合フィルタと、

上記第 1 の粗精度整合フィルタの出力を 2 乗する第 1 の 2 乗回路と、

上記第 2 の粗精度整合フィルタの出力を 2 乗する第 2 の 2 乗回路と、

上記第 1 の 2 乗回路の出力と上記第 2 の 2 乗回路の出力とを加算する加算器と、

上記加算器の出力のレベルを観察し、この出力レベルが 1 シンボル時間中において最大となる時間位置より前記ローカル拡散符号の位相補正量を出力するレベル判定回路と、

上記レベル判定回路からの位相補正量を用いて上記直交検波信号とローカルサンプルクロックとの位相差を減らす方向に位相調整を行なうフェーズロックドループと、  
上記フェーズロックドループからのローカルサンプルクロックを用いて所定の時間窓内チップの上記直交検波信号の同相成分および直交成分とローカル拡散符号との相関を取る時間窓付相関器とを備えることを特徴とするスペクトル拡散通信用相関器。

【請求項 2】 前記第 1 および第 2 の粗精度整合フィルタには、入力拡散符号の各チップ毎の複数サンプル信号を平均化する機能が付加されており、この付加に応じてこれら 2 つの粗精度整合フィルタにおける乗算器および遅延素子の個数は  $m/N$ （ここで  $N$  はチップ当りのオーバーサンプリング数で、 $m$  は  $1 < m \leq N$  の整数）に削減されていることを特徴とする請求項 1 記載のスペクトル拡散通信用相関器。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本願発明は、直接拡散方式のスペクトル拡散通信における受信機で用いられる相関器に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 スペクトル拡散通信方式は、占有周波数帯域を大幅に広げ耐雑音性および耐干渉性の向上を図る通信方式であり、この耐雑音性および耐干渉性の向上に着目し、近年、移動体通信への利用が検討されている。スペクトル拡散方式において、最も広く利用されているのが直接拡散のスペクトル拡散方式であるが、この直接拡散では、受信機側でのいわゆる逆拡散処理において、

送られてきた拡散符号と全く同一の符号系列となっているローカル拡散符号を送られてきた拡散符号と位相を合わせた状態すなわち同期した状態で利用する。このため、受信機側では、内蔵するローカル拡散符号発生器を制御して、発生するローカル拡散符号を送られてくる拡散符号に同期させることになる。この場合の同期を取る方法としてスライディング相関器 (Sliding Correlator) を用いる方法と整合フィルタ (Matched Filter) を用いる方法が広く知られている。

【0003】 上記スライディング相関器を用いる方法では、先ず、同期捕捉動作として、送られてきた拡散符号が入力しているスライディング相関器に、ローカル拡散符号を、位相を 1 チップずつずらしながら（すなわちスライディングしながら）、与えていき、相関レベルが予め設定しておいたしきい値を越えるタイミングを捜す（すなわちピークサーチを行なう）。そして、上記タイミングを見つけたときは、以後、そのタイミングにおける位相でのローカル拡散符号を得て、このローカル拡散符号を上記逆拡散に供する。

【0004】 他方、上記整合フィルタを用いる方法では、送られてくる拡散符号を整合フィルタ即ち直列接続する多数のタップ付遅延器に入力していき、上記各タップへ予め設定しているローカル拡散符号との間の相関レベルを得る。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】 ところで、上記スライディング相関器を用いる方法では、ローカル拡散符号の位相をずらしながら、その都度、乗積と積分を繰返す総当たり方式で相関レベルを求めていく上記ピークサーチに要する時間すなわち同期の初期引込み時間（いわゆる再引込み時間を含む。以下においても同様）が長いものとなるという問題がある。また、上記整合フィルタを用いる方法では、同期の初期引込み時間が長くなるという問題はないものの遅延器と乗算器とを大量に必要とし、結果的に回路規模が増大するという問題がある。

【0006】 本願発明は、上述のような事情に鑑みてなされたものであり、同期の初期引込みに際して長い時間を要さず、かつ回路規模が大きくなならないスペクトル拡散通信用相関器の提供を目的とする。

## 【0007】

【課題を解決するための手段】 請求項 1 の発明では、スペクトル拡散通信用相関器を次のように構成した。すなわち、実数乗算器と積分器とからなり、受信部から送出されてくる直交検波信号の同相成分の上位数ビットを入力し、この入力した上位数ビットと自局で使用するローカル拡散符号との間の相関を取る第 1 の粗精度整合フィルタと、実数乗算器と積分器とからなり、受信部から送出されてくる直交検波信号の直交成分の上位数ビットを入力し、この入力した上位数ビットと自局で使用するローカル拡散符号との間の相関を取る第 2 の粗精度整合フ

フィルタと、上記第 1 の粗精度整合フィルタの出力を 2 乗する第 1 の 2 乗回路と、上記第 2 の粗精度整合フィルタの出力を 2 乗する第 2 の 2 乗回路と、上記第 1 の 2 乗回路の出力と上記第 2 の 2 乗回路の出力とを加算する加算器と、上記加算器の出力のレベルを観察し、この出力レベルが 1 シンボル周期（即ち 1 拡散符号系列周期）中において最大となる時間位置より前記ローカル拡散符号の位相補正量を出力するレベル判定回路と、上記レベル判定回路からの位相補正量を用いて上記直交検波信号とローカルサンプリングクロックとの位相差を減らす方向に位相調整を行なうフェーズロックドループと、上記フェーズロックドループからのローカルサンプリングクロックを用いて所定の時間窓内チップの上記直交検波信号の同相成分および直交成分とローカル拡散符号との相関を取る時間窓付相関器とを備える構成とした。

【0008】また請求項 2 の発明では、請求項 1 記載のスペクトル拡散通信用相関器における 2 個の粗精度整合フィルタに、入力拡散符号の各チップ毎の複数サンプル信号を平均化する機能を付加し、この付加に応じて、これら 2 個の粗精度整合フィルタにおける乗算器および遅延素子の個数を  $m/N$ （ここで  $N$  はチップ当りのオーバーサンプリング数で、 $m$  は  $1 < m \leq N$  の整数）に削減した。

【0009】

【発明の実施の形態】以下、図面に示す本願発明の実施の形態により、本願発明を具体的に説明する。図 1 は、本願発明の実施の形態に係るスペクトル拡散通信用相関器の回路構成を示すものである。同図において、受信部 1 は、直交検波回路等の各種回路からなり、送られてきた直接拡散方式の直交変調波を受信して、これを直交検波し受信信号の同相成分信号  $I$  および直交成分信号  $Q$  を得て、この同相成分信号  $I$  を時間窓付相関器 9 および粗精度整合フィルタ 2 に送出し、直交成分信号  $Q$  を時間窓付相関器 9 および粗精度整合フィルタ 3 に送出する回路部である。

【0010】粗精度整合フィルタ 2 および 3 は、実数乗算器と積分器とからなり同一構成となっており、タップ係数としては送信側と同じ拡散符号すなわちローカル拡散符号が与えられており、それぞれ同相成分信号  $I$  および直交成分信号  $Q$  の上位数ビット、例えば 1～4 ビットを入力し、上記ローカル拡散符号との相関をとる回路である（従って当該両粗精度整合フィルタの出力は送受信機間の拡散符号の位相差に関係なく 1 シンボル周期（1 拡散符号系列周期）中に必ずピークを有するとなる）。

【0011】なお、ここで上記粗精度整合フィルタを従来の整合フィルタ（以下、高精度整合フィルタという）と比較して説明しておく、高精度整合フィルタは、 $A/D$  変換後の入力信号の全ビットを使用して整合フィルタ処理を行なうのに対し、粗精度整合フィルタは、入力

信号の上位数ビットからなる部分ビットを入力信号として整合フィルタ処理を行なう。図 2 は、1 ビット当りの信号エネルギー対雑音電力密度（ $E_b/NO$ ）が 20 dB で、拡散符号長が 256、部分ビットが 1 ビットのときの粗精度整合フィルタ出力と高精度整合フィルタ出力との比較を計算機シミュレーションにて行なった結果を示すものである（伝送路変動および周波数オフセットはないものとした場合のものである）。この図 2 から、粗精度整合フィルタでは、高精度整合フィルタに比較しその演算ビット数（すなわち入力信号ビット数）が少ないことから、演算精度が落ち、結果として自己相関レベルが十分とれていないことが分かる（ただし、粗精度整合フィルタでは演算ビット数が少ないことから乗算器、遅延素子が大幅に減少するという利点がある）。

【0012】また、図 3 は、上記両整合フィルタ出力に対する雑音の影響を示すものである。すなわち同図の

(a) は図 2 のピーク点付近を横軸（時間軸）方向に拡大したものであり、すなわち雑音下（ $E_b/NO = 20$  dB）での両整合フィルタ出力のピーク点付近を比較するものであり、他方、同図の (b) は、雑音がない状態での両整合フィルタ出力のピーク付近を比較するものである（雑音の有無といった点を除いて、上記図 3 の

(a) と (b) のデータは同一条件下で得られたものである）。この図 3 の (a) と (b) とより、雑音がない状況では上記両整合フィルタ出力のピークレベルは同じであるが、雑音がある状況では粗精度整合フィルタ出力のピークレベルの方が大幅に低下することが分かる。一方、前記図 2 から分かるように、粗精度整合フィルタでは雑音レベルがピークレベルの半分程度にまで達する

が、このことから、 $S/N$  が、一層、劣化した状態では、両レベルの区別が困難となり、上記粗精度整合フィルタの出力レベルから位相同期点を推定すると、本来のピークに対応する拡散符号位相が得られない場合が発生する（従ってスライディング相関器を同相成分信号  $I$  および直交成分信号  $Q$  でそれぞれ 1 個しか持たない従来の構成では判断点を誤ってしまうが、本願発明では、この問題を後述の時間窓付相関器 9 により解決している）。

【0013】2 乗回路 4 および 5 は、それぞれ粗精度整合フィルタ 2 および 3 の出力を入力して、それらを 2 乗して出力する回路である。また、加算器 6 は、2 乗回路 4 および 5 の出力を入力して加算し、その加算結果を出力する回路であるが、この出力は、周波数オフセットや送信情報にかかわらず、入力信号（希望波）の包絡線出力になっている。レベル判定部 7 は加算器 6 からの上記包絡線出力を取込み、これから 1 シンボル（1 拡散符号系列）間における最大値が現れる時間位置を得て、その時間位置とローカル拡散符号の位相との位相補正量を得て、この位相補正量を送出する回路である。フェーズロックドループ 8 は、レベル判定部 7 からの位相補正量を用いて、ローカルサンプリングクロックの位相を入力拡散符

号の位相に近付ける位相調整を行なう回路であるが、位相調整に際しては、粗精度整合フィルタ出力によって生じるタイミングジッタを吸収するように構成されている。

【0014】時間窓付相関器9は、受信部1からの同相成分信号Iおよび直交成分信号Qとフェーズロックドループ8からのローカルサンプルクロックを入力し、当該クロックを用いて同相成分信号Iおよび直交成分信号Qとローカル拡散符号との相関を取る回路部であるが、これは、例えばDSP (Digital Signal Processor) を使用し内部処理でスライディング相関器を複数設けた（すなわち時間窓を設けた）構成となっている。時間窓を設ける事で位相ずれ（すなわち本来のピークが得られる位相点からのずれ）が時間窓の範囲内であれば、判定位置がずれても、窓内でピークサーチを行ない、ずれを補正する追従が可能となる。ただし、雑音レベルの増減にも対応できるように、判定位置は、ピーク出現位置を平均化したものとしている。なお、粗精度整合フィルタ出力中のピーク位置が雑音の状況によって左右される事を考えると、窓の範囲（DSP処理におけるスライディング相関器の個数）は、粗精度整合フィルタへの入力ビット数とトレードオフの関係にある（すなわち、上記入力ビット数が多ければ演算精度が向上し、より安定したピーク出現位置が得られるため、位相のふらつきに対応するための窓を広くする必要がなく、逆に上記入力ビット数が少なければ、ピーク位置がふらつくために、窓の範囲を広くしなければならない）。

【0015】ところで、図4は、 $E_b/NO = 20 \text{ dB}$  のときの  $D/U$  (Desired signal power to Undesired signal power ratio) をパラメータにして、前記粗精度整合フィルタ（入力は極性の1ビットのみ）の出力を観察したものである。同図において  $D/U = 0 \text{ dB}$ （すなわち1/1）は、自分達の組（送受信のペア）を含めてユーザーが2組である事を示し、 $D/U = -3 \text{ dB}$ （すなわち1/2）は3組、 $D/U = -6 \text{ dB}$ （すなわち1/3）は4組に相当する。この図4より、ユーザーの組数が大きくなり干渉が増大するにつれて粗精度整合フィルタ出力は低下することが分かる。また図5は、前記粗精度整合フィルタの入力信号として上位2ビットを与えたときと上位1ビットを与えたときの出力を比較したものであるが、この図5より、入力ビット数を増やすと、演算精度が向上し相関レベルが大きくなることが確認できる。図6は、 $D/U$ をパラメータにして、粗精度整合フィルタへの入力ビット数を上位2ビットに増加したときの当該粗精度整合フィルタの出力を観察したものである。この図6の縦軸スケールが図4の縦軸スケールと異なっていることを考慮すると上記入力ビット数の増加に

より相関レベルが向上している事が分かる。上記図5および図6より、本願発明に係るスペクトル拡散通信用相関器をCDMA (Code Division Multiple Access) で用いる場合には、同期捕捉および維持特性を保持するために、粗精度整合フィルタへの入力ビット数をユーザーの組数に応じて増やす必要があることが分かる。

【0016】なお、上記粗精度整合フィルタ（すなわち粗精度整合フィルタ2および3）のタップ数は、拡散符号長 $\times N$ （ここでNはチップ当りのオーバーサンプリング数）であるが、チップ単位で平均化を行なう機能を当該粗精度整合フィルタに付加することにより、チップ当りmサンプル（ここでmは  $1 < m \leq N$  の整数）へダウンサンプルし、結果として  $m/N$  にタップ数を削減することが可能となる。

#### 【0017】

【発明の効果】以上詳述したように、本願発明によれば、初期同期引込み時間および再同期引込み時間が長くなく、かつ回路規模が大きくなりすぎないスペクトル拡散通信用相関器の提供を可能とする。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本願発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図2】雑音下での高精度整合フィルタと粗精度整合フィルタとの出力比較図である。

【図3】雑音の有無による高精度および粗精度整合フィルタの出力の変化を示す図である。

【図4】干渉局として同符号長で異種系列の拡散符号を希望拡散符号へ加算したときの粗精度整合フィルタ出力を示した図である。

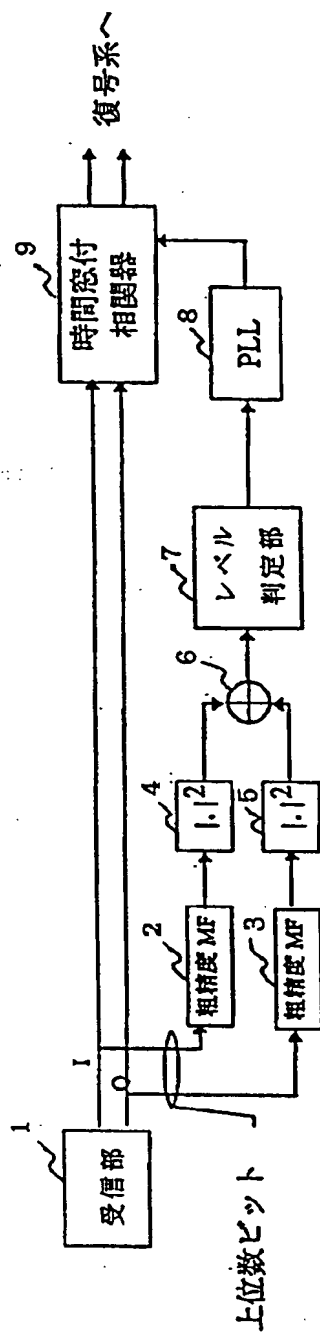
【図5】入力ビット数を変えたときの粗精度整合フィルタ出力を示した図である。

【図6】入力信号の上位2ビットを粗精度整合フィルタに入力した場合の当該粗精度整合フィルタ出力を、 $D/U$ をパラメータにして、示した図である。

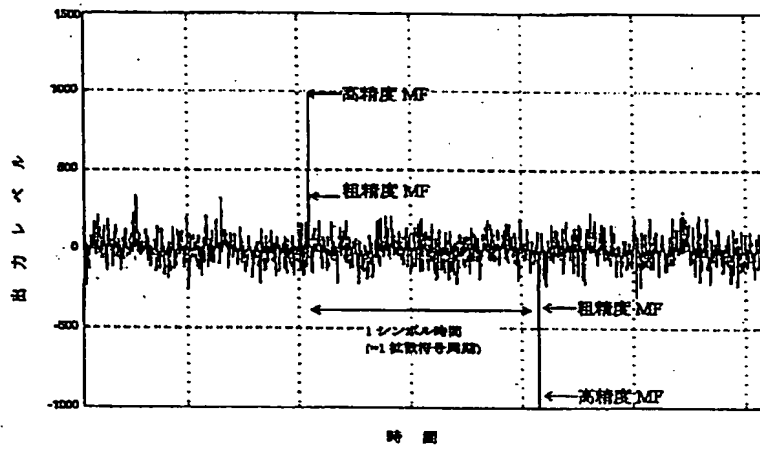
#### 【符号の説明】

- 1 受信部
- 2 粗精度整合フィルタ
- 3 粗精度整合フィルタ
- 4 2乗回路
- 5 2乗回路
- 6 加算器
- 7 レベル判定部
- 8 フェーズロックドループ
- 9 時間窓付相関器
- I 同相成分信号
- Q 直交成分信号

【図1】

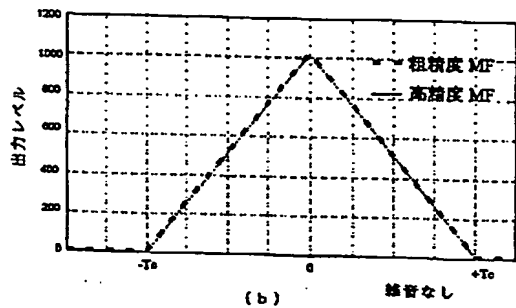
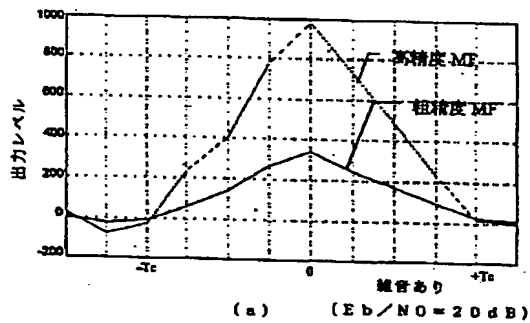


【図2】

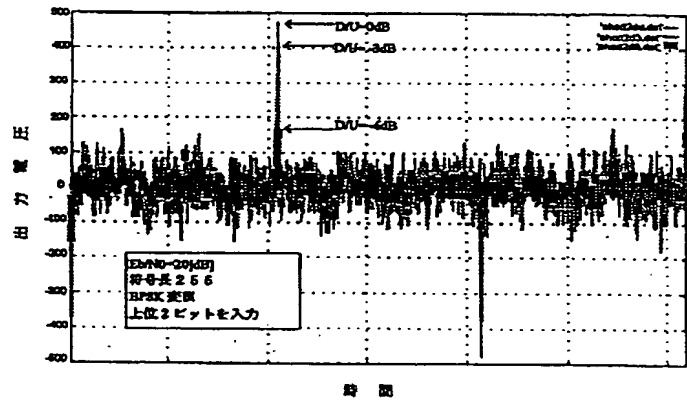


BPSK,  $E_b/N_0=20[\text{dB}]$ , 符号長 256, 粗精度 MF の入力ビット数は上位 1 ビット (=極性のみ)

【図3】

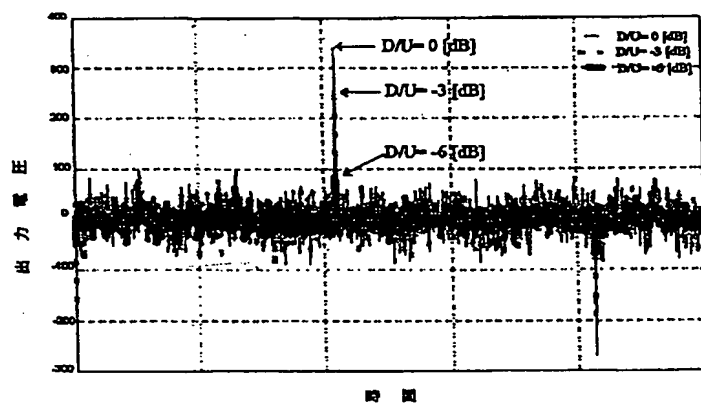


【図6】





【図4】



(雑音  $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ 、干渉波 M 系列 BPSK、粗精度 MF 入力は最上位ビット (= 極性) )

【図5】

